

TR-AC-0024

010

時間及び空間に広がりをもつマルチパス波の
最適合成に関する理論的考察

井上 隆

1998. 9. 4

ATR環境適応通信研究所

時間及び空間に広がりをもつマルチパス波の 最適合成に関する理論的考察

(株) エイ・ティ・アール環境適応通信研究所

第三研究室

井上 隆

あらまし

時間広がりと空間（角度）広がりをもって到来するマルチパス波に対してRAKE受信（時間領域のみ）、ダイバーシチ合成（空間領域のみ）及び2次元RAKE受信で最大比合成（最適合成）を行った場合のC/N比変動の抑圧効果を、ダイバーシチ合成理論を適用して解析的に求める手法を提案する。各ブランチの共分散行列から得られる固有値分布によってCNR変動の抑圧性能をそれぞれ比較した結果、マルチパス波の空間広がり、到来方向、アンテナ素子数等のパラメータに対してビーム幅で正規化できることが分かった。

Abstract

This paper theoretically analyzes the performance of RAKE combining (in time domain), maximal ratio combining (in spatial domain), and 2-dimensional RAKE combining (in spatial and time domains) techniques, applying a diversity combining theory, for multipath environments where multipath waves are distributed in spatial and time domains. The performance of fading suppression can be evaluated by use of eigen values obtained from a covariance matrix of branch signals, and can also be normalized by the beamwidth of an array antenna, for various parameters such as the number of antenna elements, angular spread, and angle of arrivals.

目 次

1.	まえがき	1
2.	相関のある信号に対する最大比合成後の確率分布	1
3.	伝搬モデル	2
4.	空間領域での理論解析	3
4. 1	共分散行列の要素	3
4. 2	固有値の特性	6
4. 3	レベル変動特性	8
5.	時間領域での理論解析	10
5. 1	共分散行列の要素	10
5. 2	固有値の特性	10
5. 3	レベル変動特性	12
6.	時空間領域の理論解析	14
7.	むすび	16
	謝辞	16
	参考文献	17
	付録 ビームスペース信号に対する共分散行列の要素の導出	18

1. まえがき

近年、陸上移動通信基地局にアレーアンテナを適用し、時空間信号処理により干渉除去やマルチパスフェージング対策を行う研究が盛んである[1], [2]。ATR環境適応通信研究所では、DS/CDMA基地局の一方式としてビームスペース構成の2次元RAKE方式(2D-RAKE)を提案し、計算機シミュレーションにより性能評価を行ってきた[3], [4], [5]。到来波に時間広がりや空間広がりのあるマルチパスフェージング環境において、アンテナ素子数、素子間隔、チップ長などのシステムパラメータと伝搬パラメータとの関係が最近注目されているが[6], [7]、その評価法は筆者らの検討を含めて計算機シミュレーションによるものがほとんどのである。

本レポートでは、時間広がりと空間広がりをもって到来するマルチパス波にダイバーシチ合成の理論を適用し、RAKE受信（時間領域のみ）、ビームスペースの最大比合成（空間領域のみ）及び2D-RAKE受信で最適合成した場合のC/N変動の抑圧効果を理論的に解析し累積確率分布を求める。また、得られた結果からフェージング変動特性を求め、時空間信号処理による最適合成（最大比合成）で得られる性能評価を行う。

2. 相関のある信号に対する最大比合成後の確率分布

レイリー変動しているM本のブランチのダイバーシチ受信による最大比合成(MRC)後の確率密度関数(PDF)および累積確率分布(CDF)は、各ブランチの信号間の相関演算によって生成される $M \times M$ の共分散行列(covariance matrix)の固有値を λ_m ($m = 1, 2, \dots, M$)として、

$$p(\gamma) = \frac{1}{\prod_{m=1}^M \lambda_m} \sum_{m=1}^M \frac{\exp(-\gamma/\lambda_m)}{\prod_{k \neq m} (1/\lambda_m - 1/\lambda_k)}, \quad (1)$$

$$P(\gamma \leq x) = 1 - \sum_{m=1}^M \frac{(\lambda_m)^{M-1} \exp(-x/\lambda_m)}{\prod_{k \neq m} (\lambda_m - \lambda_k)} \quad (2)$$

で求められる[8], [9]。共分散行列[A]は、

$$[A] = \begin{bmatrix} \Gamma_{11} & \Gamma_{12} & \dots & \Gamma_{1M} \\ \Gamma_{21} & \Gamma_{22} & & \\ \vdots & & & \vdots \\ \Gamma_{M1} & & \dots & \Gamma_{MM} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

$$\Gamma_{ij} = \rho_{ij} \sqrt{\Gamma_i \cdot \Gamma_j} \quad (4)$$

で与えられる。ここで、 Γ_i, Γ_j はそれぞれi番目とj番目のブランチの信号の平均CNRであり、 ρ_{ij} はi番目と

j 番目のブランチの信号振幅の相関係数であり、

$$\rho_{ij} \equiv \frac{E\{x_i^* \cdot x_j\}}{\sqrt{E\{|x_i|^2\} \cdot E\{|x_j|^2\}}} \quad (5)$$

で定義される。ここで、 $E\{\cdot\}$ は \cdot の平均、 x_i, x_j はそれぞれ i 番目及び j 番目のブランチの信号、 x^* は x の複素共役を表す。この手法は、主にエレメントスペースのダイバーシチの評価に対して用いられてきたが、分散行列が得られれば、ビームスペースダイバーシチ（空間領域）、RAKE受信（時間領域）あるいは2D-RAKE受信（時空間領域）に対しても適用できる。

3. 伝搬モデル

マルチパス波の時空間分布を与える伝搬モデルはさまざまなモデルがこれまで提案されているが[10], [11]、本レポートでは、時空間の広がり antenna パラメータの一般的な関係を把握するため、次の性質を有する伝搬モデルを仮定する。

- (i) マルチパス波は時空間領域で十分密に存在している。
- (ii) 異なる微小領域のマルチパス波は互いに無相関にレイリー変動している。
- (iii) 微小領域での振幅変動及び位相変動はゆるやかであり、シンボル周期の範囲ではほぼ一定である。
- (iv) 空間領域の平均電力密度関数（角度プロファイル）は移動局方向を中心とする正規分布で与えられる。
- (v) 時間領域の平均電力密度関数（遅延プロファイル）は時間遅延の指数関数で与えられる。
- (vi) 時間領域と空間領域の平均電力密度分布は互いに独立な連続関数で与えられる。

性質(i), (ii), (vi)より、到来角 $[\phi_u, \phi_u + \Delta\phi]$ と遅延量 $[\tau_v, \tau_v + \Delta\tau]$ の微小領域におけるマルチパス波の平均電力は次式で与えられる。

$$\Delta P_{uv} = P_0 \cdot A(\phi_u) \Delta\phi \cdot D(\tau_v) \Delta\tau \quad (6)$$

ここで、 P_0 はアンテナ素子での平均受信電力、 $A(\phi)$, $D(\tau)$ はそれぞれ正規化された電力角度プロファイルと電力遅延プロファイルである。性質(iv), (v)より、

$$A(\phi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_\phi} \exp\left(-\frac{(\phi - \phi_0)^2}{2\sigma_\phi^2}\right), \quad (7)$$

$$D(\tau) = \frac{1}{\sigma_\tau} \exp\left(-\frac{\tau}{\sigma_\tau}\right) \quad (8)$$

で与えられる。ここで、 ϕ_0 は移動局の方向、 σ_ϕ , σ_τ はそれぞれ角度スプレッドと遅延スプレッドである。図1に伝搬モデルで仮定したマルチパス波の時空間分布を示す。

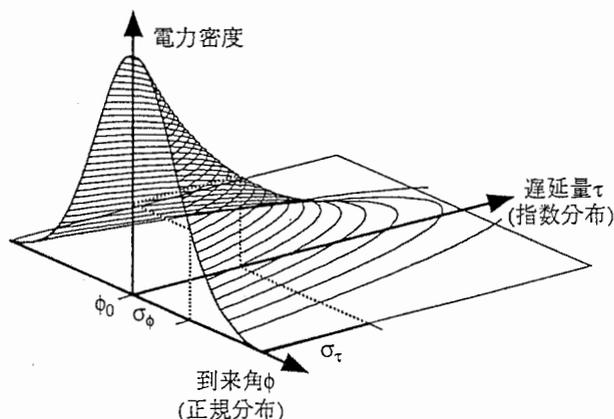


図1 マルチパス波の時空間分布

4. 空間領域での理論解析

空間領域での解析では、遅延スプレッドはシンボル周期に比べて十分小さく到来波の時間広がりの影響は無視できるものとする。

4.1 共分散行列の要素

(a) エレメントスペースの場合

エレメントスペースに対する共分散行列の要素 Γ_{ij}^E は、

$$\Gamma_{ij}^E = \Gamma_0 \int_{-\pi/2}^{\pi/2} A(\phi) \cdot \psi_i^*(\phi) \cdot \psi_j(\phi) d\phi \quad (9)$$

で求められる[12], [13]。ここで $\psi_i(\phi)$ は*i*番目のアンテナ素子の位置による位相の補正項であり、

$$\psi_i(\phi) = \exp \left\{ j \frac{2\pi d \sin \phi}{\lambda} \left(i - \frac{M+1}{2} \right) \right\} \quad (10)$$

で与えられる。

$M=2$, $\sigma_\phi=3^\circ$ とし、 $\phi_0=0^\circ, 30^\circ$ とした場合の d/λ に対する共分散要素 Γ_{ij}^E の特性を図2(a), (b)に示す。図中の縦軸は Γ_0 で正規化して描いている。いずれの場合も、対角要素 $\Gamma_{11}^E, \Gamma_{22}^E$ の値は常に Γ_0 であり、非対角要素 $\Gamma_{12}^E, \Gamma_{21}^E$ の値が変化する。 $\phi_0=0^\circ$ のときは、非対角要素は Γ_0 から0へと推移する。 $\phi_0=30^\circ$ のときは、非対角要素は位相回転しながらその絶対値は Γ_0 から0へと減衰する。また、 ϕ_0 の値が大きい程非対角要素の位相回転は速くなる。

(b) ビームスペースの場合

ビームスペースの場合の共分散行列の要素 Γ_{ij}^B は、

$$\Gamma_{ij}^B = \Gamma_0 \int_{-\pi/2}^{\pi/2} A(\phi) \cdot g_i^*(\phi) \cdot g_j(\phi) d\phi \quad (11)$$

となる(付録A参照)。ただし、 $g_m(\phi)$ は m 番目のビーム出力の放射特性(振幅利得)であり、 M 素子の等間隔リニアアレーアンテナの場合は、

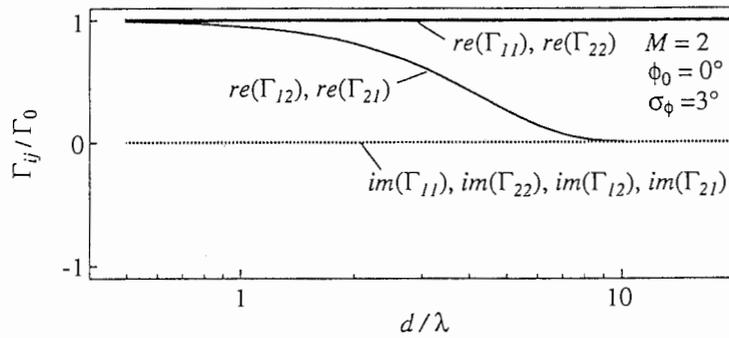
$$g_m(\phi) = \sum_{m'=0}^{M-1} \exp \left\{ j \frac{2\pi m d \sin \phi}{\lambda} \cdot \left(m' - \frac{M-1}{2} \right) \right\} \quad (12)$$

で与えられる。

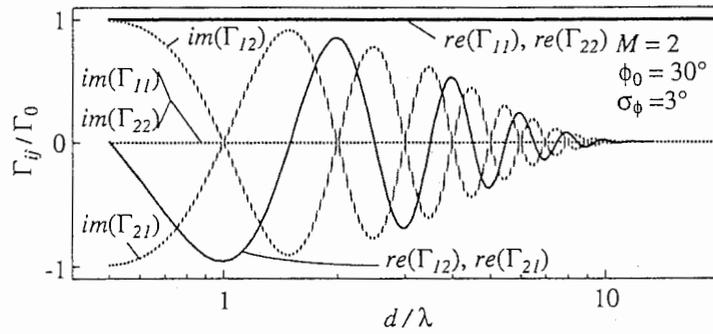
$M=2$, $\sigma_p=3^\circ$ とし $\phi_0=0^\circ, 30^\circ$ とした場合の d/λ に対する Γ_{ij}^B の特性を図3(a), (b)に示す。図中の縦軸は Γ_0 で正規化している。 $\phi_0=0^\circ$ の場合、対角要素 $\Gamma_{11}^B, \Gamma_{22}^B$ の値はそれぞれ $2\Gamma_0$ と0から Γ_0 へと推移している。これは、素子間隔が広がるにつれてビーム幅が狭くなり、各ビーム出力の信号電力が均等に配分されるようになるためである。また、非対角要素 $\Gamma_{12}^B, \Gamma_{21}^B$ の値は常に0である。これは、ビーム出力が互いに無相関であることを意味している。

$\phi_0=30^\circ$ の場合、対角要素 $\Gamma_{11}^B, \Gamma_{22}^B$ は $2\Gamma_0$ と0の間を振動し、 d/λ の値が大きくなるにつれてその振動幅は次第に小さくなり Γ_0 に収束する。例えば、 $d/\lambda=0.5$ のとき、 Γ_{11}^B と Γ_{22}^B の値は等しくなっている。これは、マルチパス波の中心方向 ϕ_0 が2本のビームの間に位置したことによりマルチパス波の電力が均等に分配されたためである。ただし、このとき非対角要素は Γ_0 にほぼ等しいため、ダイバーシチ利得は生じない。一般に、 ϕ_0 の値が大きくなるに連れて要素の値の振動周期は短くなる。

エレメントスペースの場合と比較すると、エレメントスペースの場合の非対角要素は一般に複素数であるのに対し、ビームスペースの場合の共分散行列の要素はすべて実数となっている。

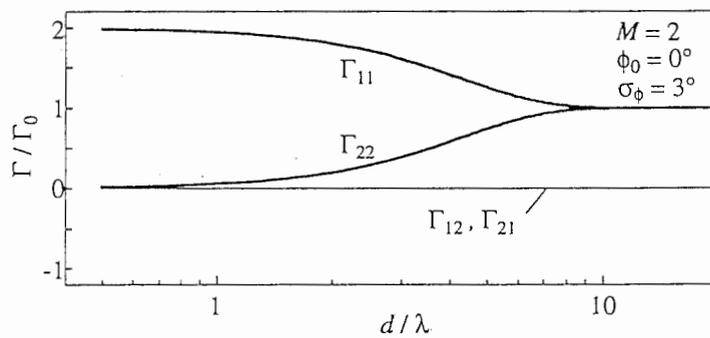


(a) $\phi_0 = 0^\circ$

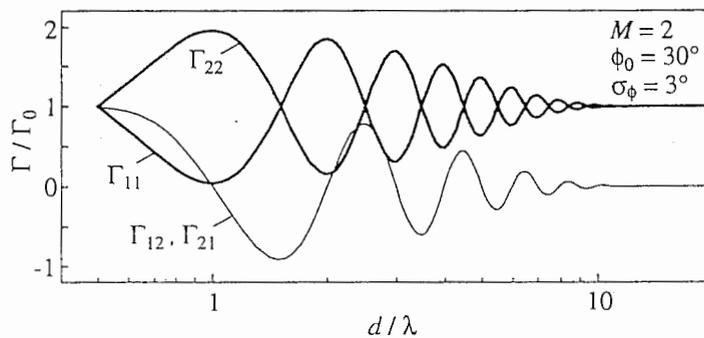


(b) $\phi_0 = 30^\circ$

図2 共分散行列の各要素の特性 (エレメントスペース)



(a) $\phi_0 = 0^\circ$



(b) $\phi_0 = 30^\circ$

図3 共分散行列の各要素の特性 (ビームスペース)

4. 2 固有値の特性

エレメントスペースに対する共分散行列とビームスペースに対する共分散行列は互いに異なるが、両者は直交変換の関係にあるので、それぞれの行列から得られる固有値は互いに等しい特性となる。すなわち、ビームスペースでもエレメントスペースでもアレーアンテナの素子配置が同一であれば最適合成で得られる確率分布は同一になる。

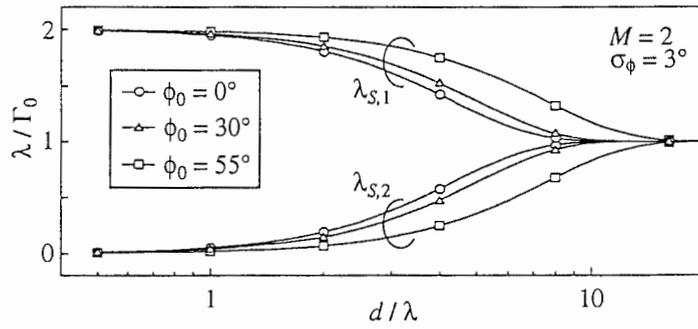
$\sigma_p = 3^\circ$ とし、 $\phi_0 = 0^\circ, 30^\circ, 55^\circ$ とした場合の固有値の特性を図4(a)に示す。いずれの結果も $\phi_0 = 0^\circ$ のときの Γ_{ii}^B の曲線と同様の特性となっており、 $\phi_0 \neq 0^\circ$ のときの Γ_{ii}^B のような振動は生じない。ただし、 ϕ_0 の値が大きくなるに連れて固有値の特性は右側にシフトしている。これは ϕ_0 の値が大きくなるに連れて各ビーム出力のビーム幅が広がるためと考えられる。一般に、ビーム幅は $1/\cos \phi_0$ に比例することから、(a)の横軸を $d/\lambda \cdot \cos \phi_0$ とすることによりビーム幅の広がりの影響を補正できる。図4(b)は横軸を $d/\lambda \cdot \cos \phi_0$ とした固有値の特性であり、異なる ϕ_0 の値に対して固有値の特性はよく一致する。

次に、 σ_p の値を変えた場合の固有値の特性について調べる。 $\phi_0 = 0^\circ$ とし、 $\sigma_p = 1^\circ, 3^\circ, 5^\circ, 7^\circ$ とした場合の固有値の特性を図5(a)に示す。固有値の特性はいずれも同様の曲線を描くが σ_p の値が大きくなるほど左にシフトしている。これは、 σ_p の値が大きいくほどビームの分解能が相対的に向上するためである。図5(b)は、横軸を $d/\lambda \cdot \sigma_p$ を横軸として固有値の特性を描いたものである。異なる σ_p の値に対して固有値の特性はよく一致する。

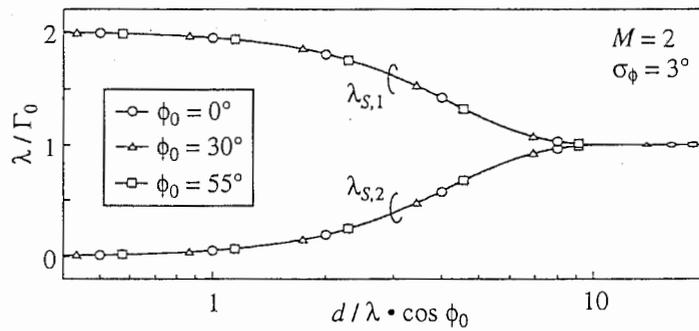
以上は、 $M = 2$ の場合に限定して述べたが、 $M > 2$ の場合の固有値の特性も $d/\lambda \cdot \sigma_p \cdot \cos \phi_0$ で正規化できる。 $M = 2, 4, 8$ の場合の固有値の特性を図6(a)に示す。 $d/\lambda \geq 20$ ではいずれの M の場合もすべての固有値は Γ_0 に収束する。しかし、 $d/\lambda < 20$ では M の値によって異なる曲線を描く。ここで、角度スプレッド σ_p と3dBビーム幅 $B_{w_{3dB}}$ の比を

$$\sigma_A \equiv 2\sigma_p / B_{w_{3dB}} \approx 2\sigma_p \cdot d/\lambda \cdot \cos \phi_0 \cdot (M - 0.3) \quad (13)$$

と定義し(以下では σ_A を正規化角度スプレッドと呼ぶ)、横軸を σ_A 、縦軸を $M\Gamma_0$ で正規化した固有値の特性を図6(b)に示す。 $\sigma_A < 0.8$ では、異なる M に対して固有値 $\lambda_{s,1}, \lambda_{s,2}, \lambda_{s,3}$ を $M\Gamma_0$ で正規化した特性はほぼ一致する。

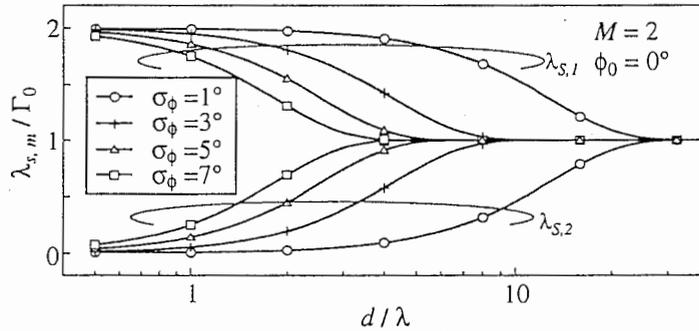


(a) d/λ に対する特性

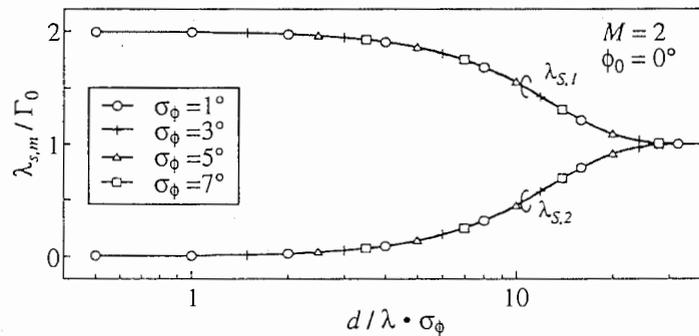


(b) $\cos\phi_0$ による正規化

図4 固有値の特性 ($\phi_0 = 0^\circ, 30^\circ, 55^\circ$)

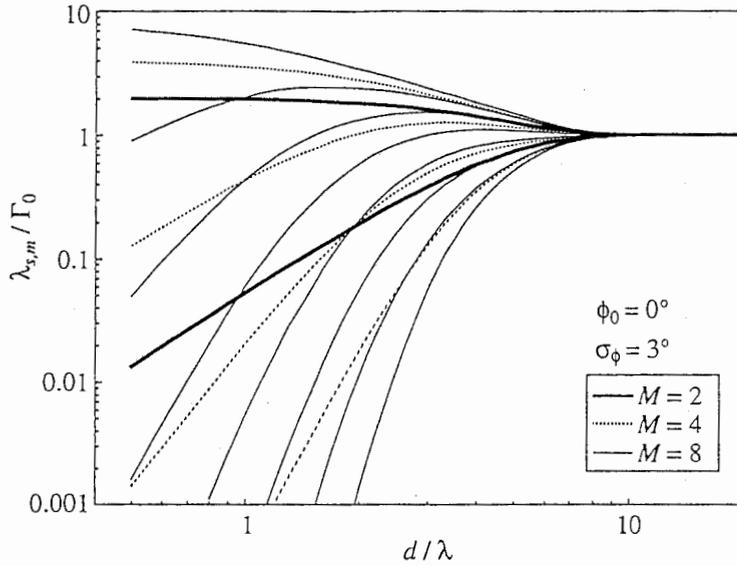


(a) d/λ に対する特性

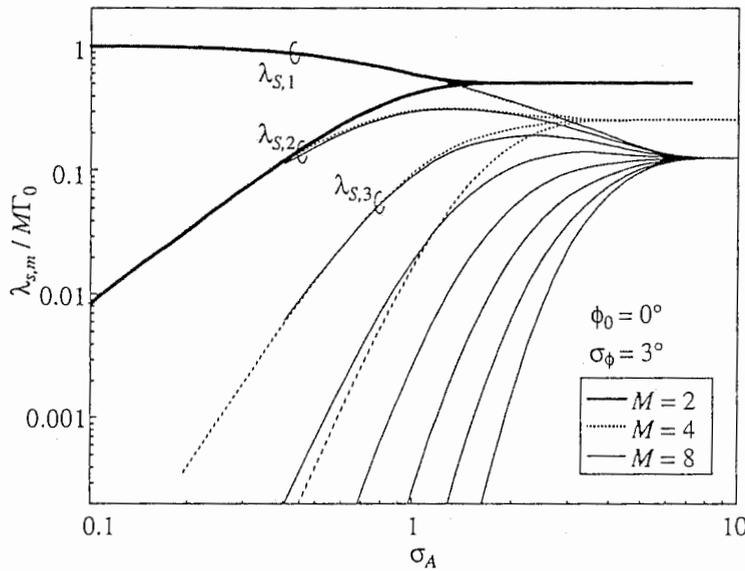


(b) σ_ϕ による正規化

図5 固有値の特性 ($\sigma_\phi = 1^\circ, 3^\circ, 5^\circ, 7^\circ$)



(a) d/λ に対する分布



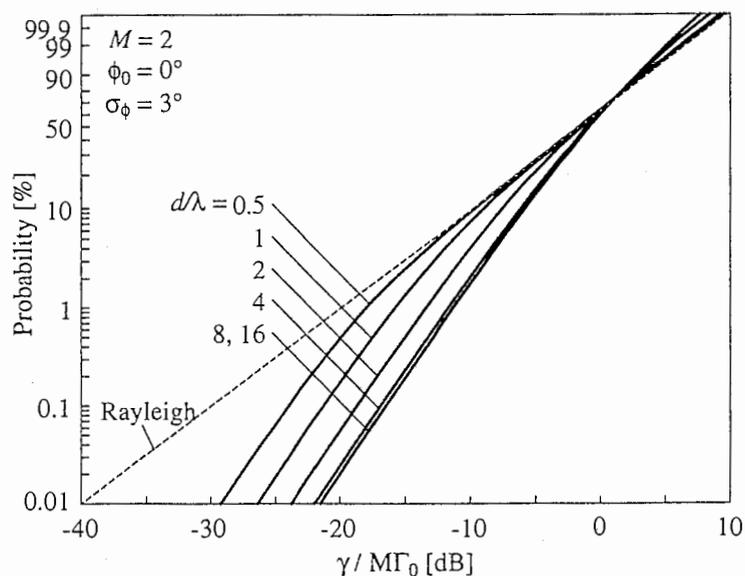
(b) σ_A に対する分布

図6 固有値の特性 ($M=2, 4, 8$)

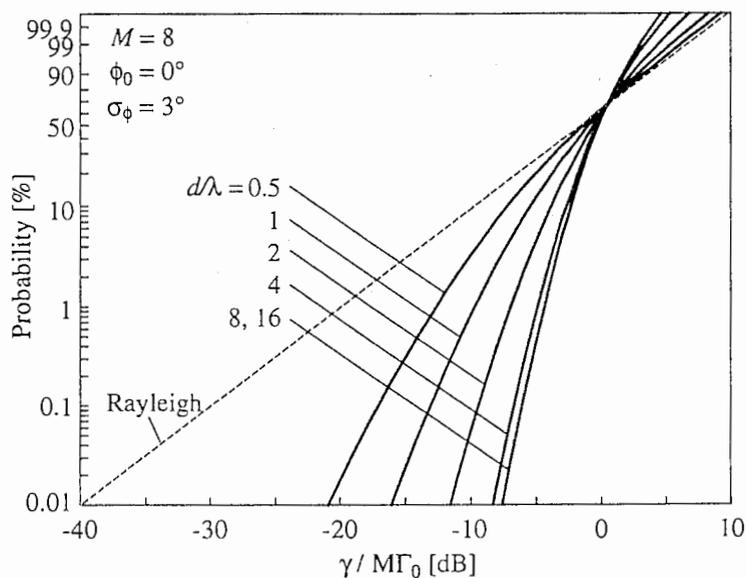
4.3 レベル変動特性

前節で求めた固有値の特性を(2)式に適用して、MRC後のCNRの累積確率分布を求める。 $M=2, 8$ の場合のMRC後のCNRの累積確率分布を図7(a), (b)に示す。横軸は瞬時CNR(γ)と $M\Gamma_0$ の比であり、破線は平均CNR = $M\Gamma_0$ の指数分布(振幅変動の次元で見ればレイリー分布)である。どちらの図も σ_A の値が大きくなるに連れてCNRの変動が小さくなり自由度 $2M$ の χ^2 分布(振幅変動の次元で見れば $m=M$ の仲上 m 分布)に近づく[13]。逆に σ_A の値が小さくなると指数分布の傾きに近づく。($\lambda_{s,1} \gg \lambda_{s,2}, \dots, \lambda_{s,M}$ のとき(2)式は指数分布の式で近似できる。)

$M = 2, 4, 8$ に対するフェージング変動幅の特性を図8に示す。フェージング変動幅は、累積確率1%-50%及び0.1%-50%の区間で定義している。



(a) $M = 2$



(b) $M = 8$

図7 累積確率分布

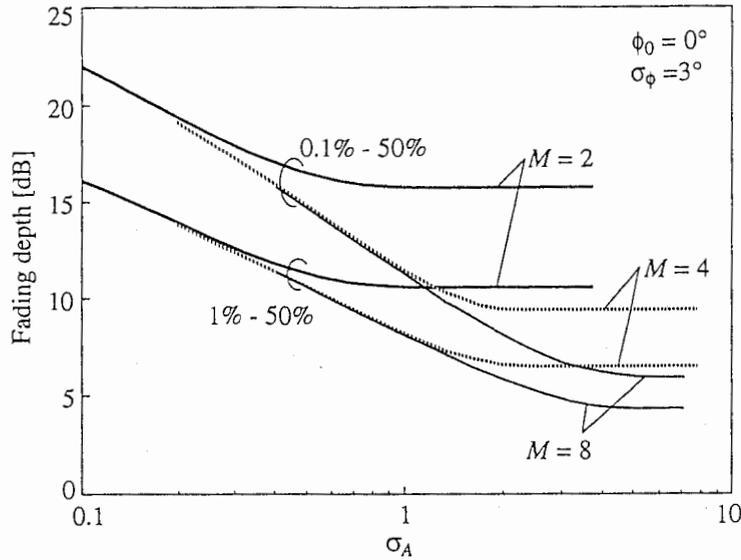


図8 フェージング変動特性

5. 時間領域での理論解析

時間領域での解析では、アンテナ素子数 $M=1$ とし到来波の空間広がりの影響は無視できるものとする。

5.1 共分散行列の要素

RAKE合成（時間領域のみの最大比合成）後のCNRの累積確率分布は、逆拡散後の各チップに分解された信号の共分散行列を固有値分解することにより前節と同じアナロジーで求めることができる。即ち、共分散要素 Γ_{k_1, k_2}^T は、逆拡散における相関関数を $u(\tau)$ として、

$$\Gamma_{k_1, k_2}^T = \Gamma_0 \int_0^\infty D(\tau) \cdot u^*(\tau - (k_1 - 1)T_c) \cdot u(\tau - (k_2 - 1)T_c) d\tau \quad (14)$$

で求められる。

5.2 固有値の特性

ここでは、逆拡散の相関関数が矩形関数で与えられる場合（ケース1）と三角型の関数で与えられる場合（ケース2）について固有値の特性を求める。

(a) ケース1

逆拡散における相関関数が、

$$u(\tau) = \begin{cases} 1 & (0 \leq \tau < T_c) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (15)$$

で与えられる場合、共分散行列の非対角要素の値はすべて0となる。したがって、固有値は共分散行列の対角要素そのものとなる。すなわち、固有値 $\lambda_{T,k}$ は、

$$\begin{aligned} \lambda_{T,k} &= \Gamma_{kk} = \Gamma_0 \int_{(k-1)T_c}^{kT_c} D(\tau) d\tau \\ &= \Gamma_0 (1-a) \cdot a^{k-1} \end{aligned} \quad (16)$$

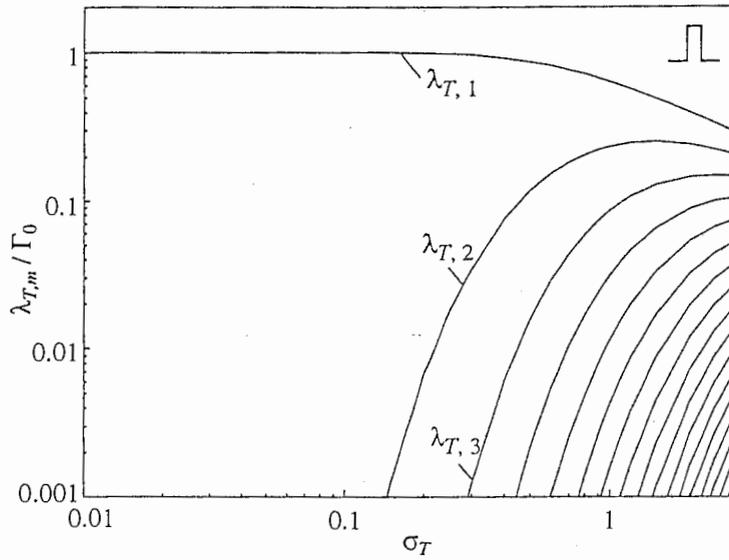
により解析的に求められる。ここで、 $a \equiv \exp(-T_c/\sigma_\tau)$ である。このときの確率分布関数は、岩井らによって既に理論的に求められている文献[14]の式と同一である。図9(a)に固有値の特性を示す。図中の横軸 σ_τ は σ_τ と T_c の比である（以下 σ_τ を正規化遅延スプレッドと呼ぶ）。 $\sigma_\tau < 0.3$ では最大固有値 $\lambda_{T,1}$ は一定で Γ_0 に等しい。 $\sigma_\tau > 0.3$ では最大固有値 $\lambda_{T,1}$ の値は減少し、2番目以降の固有値（ $\lambda_{T,2}, \lambda_{T,3}, \dots$ ）の値は順次立ち上がる。また、 σ_τ の増加とともにある一定の値（例えば $0.001\Gamma_0$ ）以上の固有値の数が増加することが分かる。

(b) ケース2

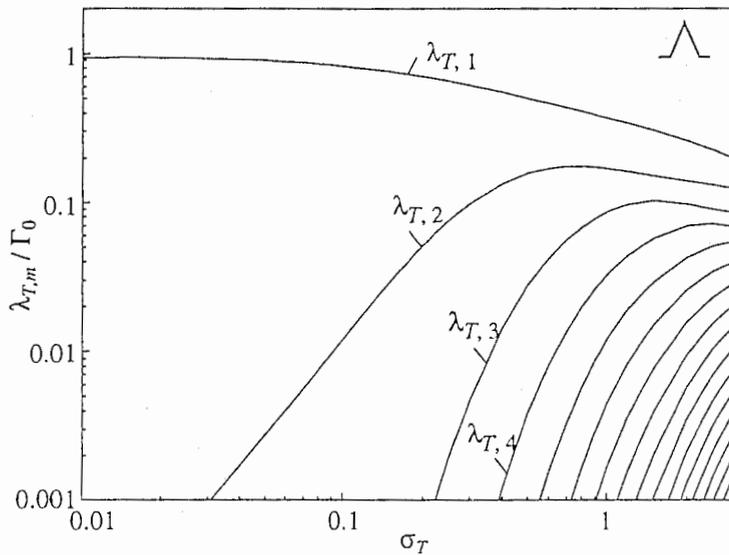
逆拡散における相関関数が、

$$u(\tau) = \begin{cases} -|\tau|/T_c + 1 & (|\tau| < T_c) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (17)$$

で与えられる場合、ケース1と比べると、より実際に近い関数であるが、共分散行列の非対角要素の値は0でないため、固有値分解により固有値を求めなければならない。逆拡散の相関関数が(17)式で与えられる場合の固有値の特性を図9(b)に示す。図9(a)と同様に σ_τ の増加とともにある一定の値以上の固有値の数が増加する。しかしながら、最大固有値の減少及び第二固有値の立ち上がりは図9(a)に比べ若干早い。



(a) ケース 1



(a) ケース 2

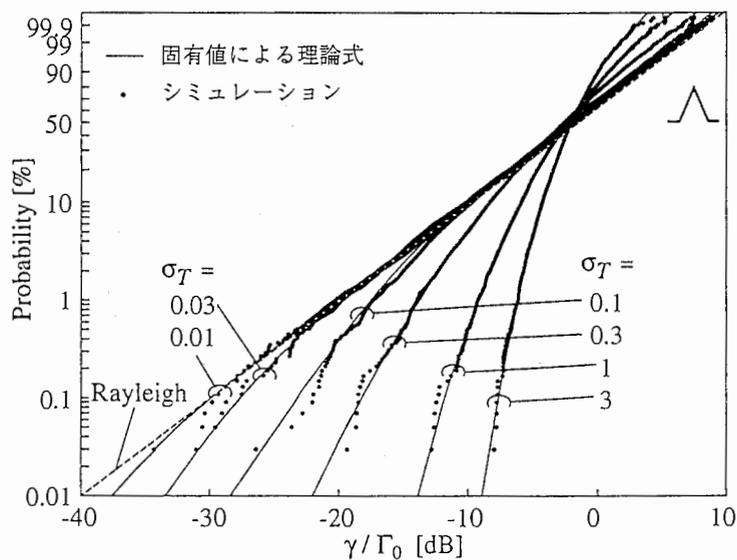
図9 固有値の特性 (RAKE受信)

5.3 レベル変動特性

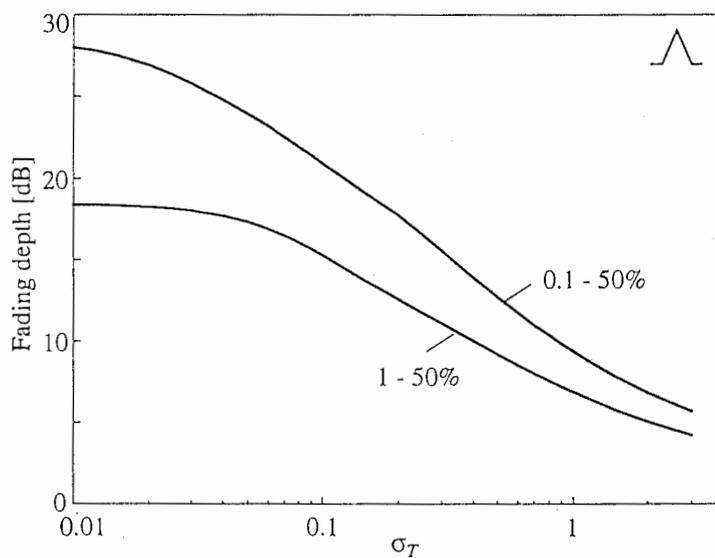
ケース 2 に対する RAKE 受信後の累積確率分布を図 10(a) に示す。図中の細線は図 9(b) に示した固有値から求めた分布、 \cdot は $\Delta\tau = 0.05 T_c$ として(6)式により各微小領域のマルチパス波を生成し、5,000通りの時空間インパルス応答から RAKE 受信後の累積確率分布をシミュレーションにより求めたものである。固有値から求めた分布はシミュレーション結果とよく一致している。 $\sigma_T < 0.1$ では、マルチパス波が1番目のチップに集中するため、累積確率分布もレイリー分布の傾きに近いものとなっている。 σ_T の値が0.1よりも大きくなるとマルチパス波が他のチップにも分配されるようになるため、累積確率分布の傾きも大きくなる(すなわち、フェージング変動が抑圧される)。なお、(17)式では、 $u(\tau)$ を三角形関数と仮定したた

め個々のチップ中心からずれているマルチパス波成分の信号レベルが下がる。そのため、固有値の総和は Γ_0 よりも小さな値となるとともに累積確率分布の平均CNRも Γ_0 よりもわずかに小さくなっている。

ケース2に対するフェージング変動特性を図10(b)に示す。図では、累積確率が1%-50%区間と0.1%-50%区間の範囲として2種類のフェージングの深さを定義し曲線を描いている。 σ_T の増加とともにフェージング変動量は改善され、両曲線ともに0dBに近付くことが分かる。



(a) 累積確率分布



(b) フェージング変動特性

図10 RAKE受信後(ケース2)のレベル変動特性

6. 時空間領域の理論解析

2D-RAKEの場合、時空間の2次元上に分解された $M \times G_p$ の信号の共分散行列の各要素を

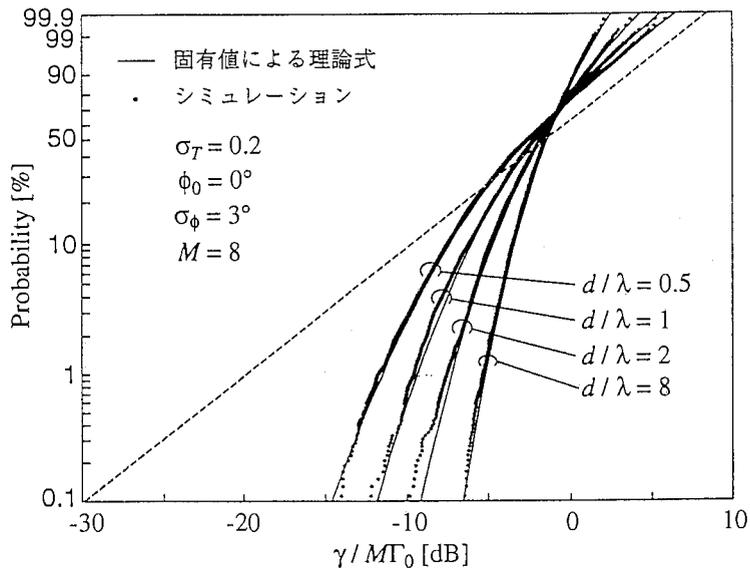
$$\Gamma_{ij}^{2D} = \Gamma_0 \int_0^\infty \int_{-\pi/2}^{\pi/2} A(\phi) D(\tau) \cdot g_{m_1}^*(\phi) \cdot g_{m_2}(\phi) \cdot u^*\left\{\tau - (k_1 - 1)T_c\right\} \cdot u\left\{\tau - (k_2 - 1)T_c\right\} d\phi d\tau \quad (18)$$

により求め、その固有値を(2)式に適用することにより累積確率分布を求めることができる。ただし、 $i = M(k_1 - 1) + m_1, j = M(k_2 - 1) + m_2$ である。マルチパス波の性質(vi)により、マルチパス波の空間(到来角)分布と遅延分布とが独立に与えられると仮定したので、2D-RAKEに対する固有値 λ_{2D} は

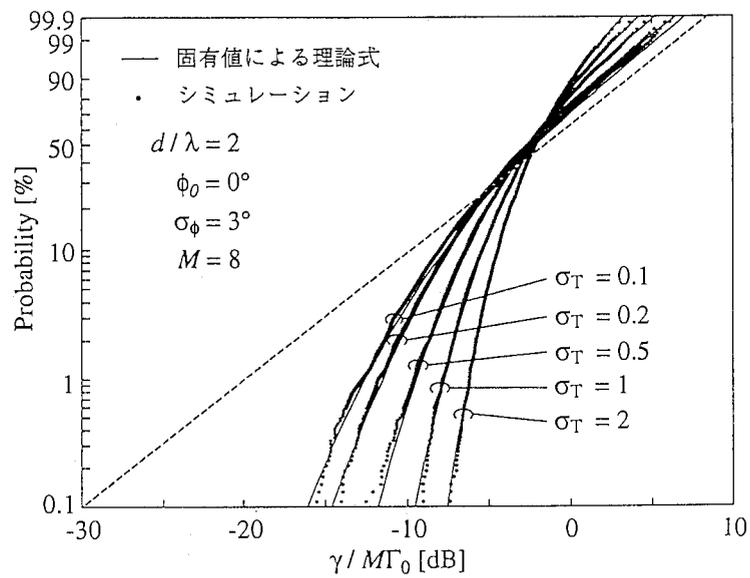
$$\lambda_{2D, (M-1)j+k} / \Gamma_0 = \left(\lambda_{s,j} / \Gamma_0\right) \cdot \left(\lambda_{\tau,k} / \Gamma_0\right) \quad (j = 1, 2, \dots, M; k = 1, 2, \dots, G_p) \quad (19)$$

により求めればよい。(19)式で得られた固有値を(2)式に代入して求めた累積確率分布を図11(a), (b)に示す。図中の点線は、 $\Delta\phi = 0.1^\circ, \Delta\tau = 0.05 T_c$ として(6)式により各微小領域のマルチパス波を生成し、5,000通りの時空間インパルス応答から2D-RAKE合成後の累積確率分布をシミュレーションにより求めたものである。(a), (b)ともに、固有値から求めた分布はシミュレーション結果とよく一致している。

図12に、 $\sigma_p = 3^\circ, \phi_0 = 0^\circ, M = 8$ の場合の累積確率1%-50%に対するフェージング変動の分布を示す。



(a) d/λ をパラメータにした場合



(b) σ_τ / T_C をパラメータにした場合

図 1 1 2D-RAKE受信後の累積確率分布

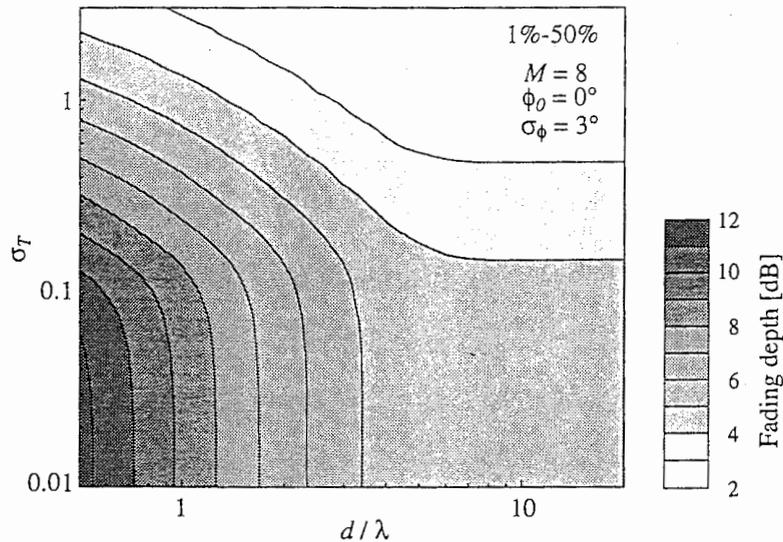


図12 フェージング変動特性

7. むすび

角度広がりと遅延広がりのあるマルチパス環境（素波が密に分布している場合）における空間領域、時間領域および2D-RAKE合成後の信号品質の理論検討を行った。空間領域での解析では、エレメントスペースとビームスペースに対してそれぞれ共分散行列を求め、固有値分解することにより得られた固有値から累積確率分布を求めた。エレメントスペースとビームスペースに対する共分散行列は互いに異なるが、両者は直交変換の関係にあるため得られる固有値の特性は同一であり確率分布も同一となる。また、マルチパス波の角度広がりに対する特性は3dBビーム幅でほぼ正規化でき、その上限はグレーティングローブ間隔で決まることを確認した。時間領域あるいは時空間領域の解析でも同様のアプローチで解析可能であり、解析結果を計算機シミュレーションの結果と比較しよく一致することを確認した。なお、時空間領域での解析例では、マルチパス波の空間分布と遅延分布とが独立でかつ密に存在する場合について示したが、空間分布と時間分布とが独立でない場合でも同解析法は有効である。また、マルチパス波が疎（離散的）な伝搬モデルに対する理論解析は今後の検討課題である。

[謝辞]

本研究を遂行するに当り御指導・御助言頂いた（株）エイ・ティ・アール環境適応通信研究所小宮山牧兒社長、水口室長並びに唐沢元室長（現KDD研究所）に感謝する。

[参考文献]

- [1] J. S. Thompson, P. M. Grant, and B. Mulgrew: "Smart antenna arrays for CDMA systems," *IEEE Personal Commun.*, pp.16-25, 1996.
- [2] R. Kohno: "Spatial and temporal communication theory using adaptive antenna array," *IEEE Personal Commun.*, pp.28-35, 1998.
- [3] T. Inoue and Y. Karasawa, "Channel capacity improvement by means of two-dimensional RAKE reception scheme for DS/CDMA systems," *VTC'98*, Vol.2, pp.786-790 (1998.5)
- [4] T. Inoue and Y. Karasawa, "Two-dimensional RAKE reception scheme for DS/CDMA systems in beam space digital beam forming antenna configuration," *IEICE Trans.on Commun.*, Vol.E81-B, No.7, pp.1374-1383 (1997.7)
- [5] 井上、唐沢: "狭ビームのグレーティングローブで空間を張るビームスペース2次元RAKE方式", *信学技報*, RCS97-247, pp.59-64, 1998.
- [6] 高田、太郎丸: "MMSE合成によるアダプティブアレーと空間ダイバーシチの等価性—干渉除去と電力合成の観点からみた伝搬モデルに関する考察—", *信学技報*, RCS97-248, pp.65-72, 1998.
- [7] 太郎丸、赤岩、高田: "MMSE合成によるアダプティブアレーと空間ダイバーシチの等価性—素子間隔と加入者容量に関する考察—", *信学技報*, RCS97-249, pp.73-80, 1998.
- [8] W. C. Y. Lee: *Mobile Communications Engineering*, McGraw-Hill, 1982.
- [9] J. G. Proakis: *Digital Communications*, McGraw-Hill, 1983.
- [10] R. B. Ertel, P. Cardieri, K. W. Sowerby, T. S. Rappaport and J. H. Reed: "Overview of spatial channel models for antenna array communication systems," *IEEE Personal Commun.*, pp.9-22, 1998.
- [11] H. Iwai and Y. Karasawa: "Wideband propagation model for the analysis of the effect of the multipath fading on the near-far problem in CDMA mobile radio systems," *IEICE Trans.*, Vol.E76-B, No.2, pp.103-112, 1993.
- [12] R. H. Clarke, "A statistical theory of mobile-radio reception," *BSTJ*, Vol.47, No.6, pp.957-1000, 1968.
- [13] W. C. Jakes: *Microwave Mobile Communication*, IEEE Press, Piscataway, 1994.
- [14] H. Iwai, T. Shiokawa and Y. Karasawa: "An investigation of space-path hybrid diversity scheme for base station reception in CDMA mobile radio," *IEEE Jour. Select. Areas in Commun.*, Vol.12, No.5, pp.962-969, 1994.

付録 ビーム出力信号に対する共分散行列の要素の導出

遅延スプレッドが伝送信号のシンボル周期に比べて十分小さいと仮定すると(6)式中の遅延プロファイルの要素は無視することができて、到来角の微小領域 $[\phi_u, \phi_u + \Delta\phi]$ 中のマルチパス波の平均電力 ΔP_u は、

$$\Delta P_u = P_0 \cdot A(\phi_u) \Delta\phi \quad (\text{A.1})$$

で表される。伝搬路の性質(ii)により異なる微小領域での変動は互いに無相関であると仮定したので、 m 番目のビーム出力信号の平均電力 P_m は、各微小領域での平均電力をビームの電力利得で重み付けした和として求めることができる。即ち、

$$P_m = E\{|x_m|^2\} = \sum_u \Delta P_u \cdot |g_m(\phi_u)|^2 = P_0 \sum_u A(\phi_u) \cdot |g_m(\phi_u)|^2 \cdot \Delta\phi \quad (\text{A.2})$$

となる。ここで、 $g_m(\phi_u)$ は、 m 番目のビーム出力の放射特性（複素振幅利得）である。

よって、ビーム出力間の相関係数 ρ_{ij} は(5)式より、

$$\rho_{ij} = \frac{\left\{ \sum_u A(\phi_u) \cdot g_i^*(\phi_u) \cdot g_j(\phi_u) \cdot \Delta\phi \right\}}{\sqrt{\left\{ \sum_u A(\phi_u) \cdot |g_i(\phi_u)|^2 \cdot \Delta\phi \right\} \cdot \left\{ \sum_u A(\phi_u) \cdot |g_j(\phi_u)|^2 \cdot \Delta\phi \right\}}} \quad (\text{A.3})$$

により求めればよい。

また、アンテナ素子での平均CNRを Γ_0 とすれば、 m 番目のビーム出力の平均CNRは、

$$\Gamma_m = \Gamma_0 \sum_u A(\phi_u) \cdot |g_m(\phi_u)|^2 \cdot \Delta\phi \quad (\text{A.4})$$

で与えられる。(A.3), (A.4)を(4)式に適用すると、ビーム出力信号に対する共分散行列の要素は、

$$\Gamma_{ij}^b = \rho_{ij} \sqrt{\Gamma_i \cdot \Gamma_j} = \Gamma_0 \sum_u A(\phi_u) \cdot g_i^*(\phi_u) \cdot g_j(\phi_u) \cdot \Delta\phi \quad (\text{A.5})$$

で求められる。さらに、微小領域の範囲 $\Delta\phi$ が十分小さいとすれば、(A.5)式は、

$$\Gamma_{ij}^b = \Gamma_0 \int_{\phi} A(\phi) \cdot g_i^*(\phi) \cdot g_j(\phi) d\phi \quad (\text{A.6})$$

で近似的に求めることができる。